

# DISEÑO DE UN ARRAY COMPACTO CON ELEMENTOS PARÁSITOS PARA SISTEMAS MIMO MEDIANTE ALGORITMOS GENÉTICOS

David Puente García<sup>(1)</sup>, Leandro de Haro Ariet<sup>(1)</sup>

dpuente@gr.ssr.upm.es, leandro@gr.ssr.upm.es

<sup>(1)</sup>Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid

Avenida de la Complutense s/n, 28040 Madrid

**Abstract**—A compact planar array with parasitic elements is studied to be used in MIMO systems. Classical compact arrays suffer from high coupling which makes correlation and matching efficiency to be worse. A proper matching network improves these lacks although its bandwidth is low and may increase the antenna size. The considered antenna makes use of parasitic elements to improve both correlation and efficiency. A specific software based on MoM has been developed to analyze radiating structures with several feed points. The array is optimized through a Genetic Algorithm to determine the parasitic elements' position to fulfill different figures of merit. The proposed design provides the required correlation and matching efficiency to have a good performance over a significant bandwidth.

## I. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de nuevos servicios en comunicaciones inalámbricas ha venido unido a un incremento de las necesidades de ancho de banda y capacidad. Los sistemas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) utilizan la diversidad espacial, de polarización o en el diagrama de radiación para elevar la tasa binaria. La limitación en el espectro disponible ha propiciado que sean una solución adecuada para dar respuesta a las demandas futuras.

Los sistemas MIMO constan típicamente de sistemas radiantes eléctricamente grandes con varios elementos en transmisión y recepción. En consecuencia, la mejora de capacidad se produce a costa de aumentar las dimensiones de la antena. El hecho de que los terminales de comunicación tengan cada vez dimensiones más reducidas ha limitado la utilización de sistemas MIMO.

El diseño de antenas compactas aptas para sistemas MIMO tiene por tanto especial interés. Se han planteado fundamentalmente soluciones de dos tipos: antenas con un único elemento radiante multimodo y arrays compactos de varios elementos. Las estructuras con un sólo elemento utilizan los diferentes modos radiados para establecer un canal MIMO. En [1], se propone una antena espiral de 4 brazos, con 2 modos de trabajo, cada uno con diferente polarización y diagrama de radiación. [2] presenta una antena parche multicapa que opera con varios modos y proporciona diversidad en el diagrama. La otra alternativa consiste en emplear arrays compactos que utilizan diversidad espacial. El acoplamiento mutuo entre los elementos influye en el diagrama de radiación y por tanto en la

correlación [3]. También altera las impedancias de entrada de los elementos y afecta a la adaptación [4]. Estas deficiencias pueden corregirse con el uso de una red de adaptación [5], [6]. Sin embargo su implementación es compleja y proporciona generalmente un ancho de banda muy reducido [7].

En este artículo, se presenta un array plano compacto de 2 dipolos  $\lambda_0/2$  con elementos parásitos válido para un sistema MIMO  $2 \times 2$ . Las prestaciones del diseño propuesto son equiparables a las obtenidas mediante el empleo de una red de adaptación óptima y con una respuesta en frecuencia menos selectiva. La sección II describe el modelo utilizado para estudiar el sistema MIMO mediante los parámetros  $S$ . En la sección III, se presentan las figuras de mérito consideradas. La sección IV explica las características principales del software desarrollado para analizar electromagnéticamente al array mediante MoM (*Method of Moments*). Finalmente, en la sección V se muestran el diseño propuesto y los resultados obtenidos.

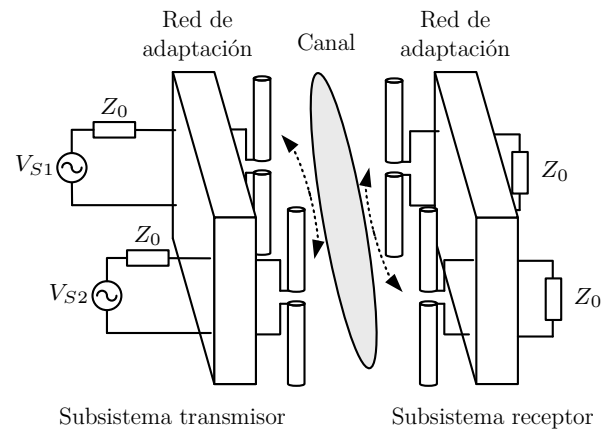


Figura 1. Esquema de un sistema de comunicación MIMO  $2 \times 2$ .

## II. MODELO DEL SISTEMA MIMO

La Fig. 1 muestra una descripción esquemática de un sistema de comunicación MIMO  $2 \times 2$ . El transmisor se compone de un array de 2 elementos conectados a las fuentes mediante una red de adaptación. El receptor es análogo al transmisor. Se considera un canal sin línea de visión directa

entre transmisor y receptor y con densidad angular uniforme de la potencia transmitida y recibida.

Se puede modelar el transmisor y receptor a través de los parámetros  $S$  [5]. Consideramos por simplicidad únicamente la antena transmisora<sup>1</sup> en la Fig. 2. Es conveniente utilizar los parámetros  $S$  para evaluar la correlación entre elementos y la desadaptación. La matriz de parámetros  $S$  se puede obtener a partir de la matriz de impedancias  $Z$  mediante la transformación  $S = \mathcal{F}(Z) = (Z + Z_0 I)^{-1}(Z - Z_0 I)$ , donde  $Z_0$  es la impedancia de referencia, típicamente  $50 \Omega$ .  $S_S$  es la matriz de la fuente, en nuestro caso diagonal, y  $S_{TT} = \mathcal{F}(Z_{TT})$  la del array.

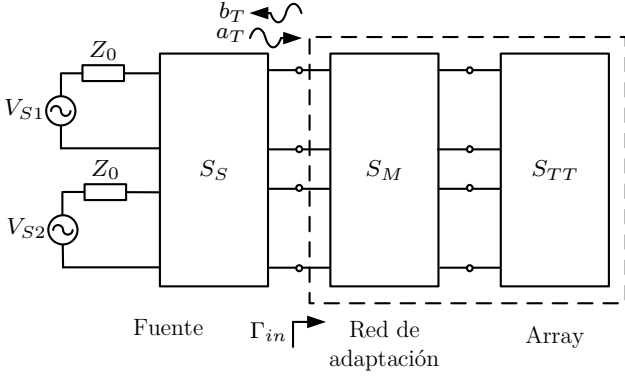


Figura 2. Diagrama de bloques del transmisor con las fuentes conectadas al array a través de una red de adaptación.

La red de adaptación es un dispositivo de 4 puertos. La matriz  $S_M$  puede expresarse por bloques con matrices  $2 \times 2$  [5] como

$$S_M = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

donde  $S_{11}$  es la matriz de parámetros  $S$  de las puertas conectadas a la fuente y  $S_{22}$  la de las puertas conectadas al array. La unión en cascada de  $S_M$  y  $S_{TT}$  se expresa a través de la matriz  $\Gamma_{in}$  [5] dada por

$$\Gamma_{in} = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{pmatrix} = S_{11} + S_{12}(I - S_{TT}S_{22})^{-1}S_{TT}S_{21}. \quad (2)$$

### III. FIGURAS DE MÉRITO EN ANTENAS MIMO

#### A. Coeficiente de correlación

Este parámetro evalúa la correlación entre las señales radiadas o recibidas por la antena. Con el canal considerado, el módulo del coeficiente de correlación  $\rho$  puede obtenerse a través de los parámetros  $S$  como  $|\rho| \approx \sqrt{\rho_e}$ , con  $\rho_e$  dado por [8]

$$\rho_e = \frac{|r_{11}r_{12}^* + r_{21}r_{22}^*|^2}{(1 - |r_{11}|^2 - |r_{21}|^2)(1 - |r_{22}|^2 - |r_{12}|^2)}. \quad (3)$$

<sup>1</sup>Se puede realizar un análisis análogo en el receptor.

#### B. Eficiencia de adaptación

En la antena de la Fig. 2, se puede calcular la señal reflejada en función de la incidente  $a_T$  y  $\Gamma_{in}$  dada por (2) como

$$b_T = \Gamma_{in}a_T. \quad (4)$$

Si las pérdidas en el conductor se suponen despreciables, la potencia instantánea  $P_{inst}$  entregada al array resulta [6]

$$P_{inst} = a_T^H a_T - b_T^H b_T = a_T^H (I - \Gamma_{in}^H \Gamma_{in}) a_T. \quad (5)$$

Con señales de valor medio nulo, la potencia media entregada a la antena se obtiene como [6]

$$P_T = E\{P_{inst}\} = \text{tr}\{R_{aT}(I - \Gamma_{in}^H \Gamma_{in})\}, \quad (6)$$

donde  $R_{aT} = E\{a_T a_T^H\}$  es la matriz de correlación de la señal incidente.

Se puede evaluar la eficiencia  $\eta_T$  de la antena MIMO del transmisor a partir de (6) como [7]

$$\eta_T = \frac{\text{tr}\{R_{aT}(I - \Gamma_{in}^H \Gamma_{in})\}}{\text{tr}\{R_{aT}\}}, \quad (7)$$

que representa la relación entre la potencia entregada al array y la proporcionada por las fuentes. Si  $a_{T1}$  y  $a_{T2}$  tienen la misma potencia media, (7) se puede desarrollar como

$$\eta_T = \frac{(2 - |r_{11}|^2 - |r_{12}|^2 - |r_{21}|^2 - |r_{22}|^2) - \frac{2\text{Re}\{E\{a_{T1}a_{T2}^*\}(r_{11}^*r_{12} + r_{21}^*r_{22})\}}{\text{tr}\{R_{aT}\}}}{\text{tr}\{R_{aT}\}}. \quad (8)$$

Suponiendo que  $a_{T1}$  y  $a_{T2}$  están incorreladas

$$\eta_T = \frac{(2 - |r_{11}|^2 - |r_{12}|^2 - |r_{21}|^2 - |r_{22}|^2)}{2}. \quad (9)$$

### IV. ANÁLISIS ELECTROMAGNÉTICO DEL SISTEMA RADIANTE

#### A. Descripción del método numérico

La matriz de impedancias necesaria para caracterizar al sistema radiante se obtiene mediante MoM. Se ha desarrollado un software de simulación específico para estructuras metálicas planas multi-alimentadas. Se resuelve la ecuación integral del campo eléctrico para determinar la distribución de corriente  $\vec{J}(\vec{r})$  en la superficie metálica y determinar las impedancias de entrada en los puntos de alimentación. El análisis electromagnético de la antena comprende las siguientes fases:

- **Mallado de la estructura:** se realiza un mallado triangular de Delaunay de la superficie.  $\vec{J}(\vec{r})$  se expresa como combinación lineal de funciones base vectoriales RWG (Rao-Wilton-Glisson) [9] definidas sobre elementos triangulares adyacentes en el mallado

$$\vec{J}(\vec{r}) = \sum_i I_i \vec{f}_i. \quad (10)$$

- **Cálculo de la matriz de impedancias:** las ecuaciones del MoM relacionan los coeficientes  $I_i$  con las tensiones

aplicadas en los puntos de alimentación mediante una ecuación matricial de la forma

$$V = ZI. \quad (11)$$

Los elementos de la diagonal principal de  $Z$  se pueden resolver casi totalmente de manera analítica [10] para obtener resultados más precisos. El resto de elementos de  $Z$  se obtienen numéricamente por integración de cuadratura de Gauss.

- **Obtención de las impedancias de entrada:** se utiliza un modelo de alimentación de *delta gap* [11] para determinar  $\vec{J}(\vec{r})$  mediante la resolución de (11) y calcular las impedancias de entrada. A partir de  $\vec{J}(\vec{r})$ , se puede obtener también el campo radiado y el diagrama de radiación.

### B. Validación

El software de simulación desarrollado se ha contrastado con el programa 4NEC2, que permite analizar antenas de hilo mediante MoM. Se toma como referencia un array de 2 dipolos  $\lambda_0/2$  separados  $0,1\lambda_0$  y radio  $\lambda_0/800$ . Un dipolo plano se puede asimilar por uno cilíndrico con radio equivalente  $r_{eq}$  dado por [13]

$$r_{eq} = \frac{W}{4}, \quad (12)$$

donde  $W$  es el ancho del dipolo plano.

La Fig. 3 muestra una comparativa del  $S_{11}$  obtenido con 4NEC2 y nuestro programa. Se obtiene una buena similitud en toda la banda y la misma frecuencia de resonancia.

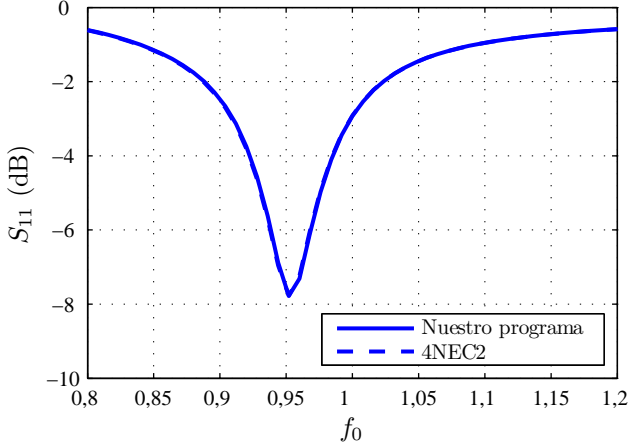


Figura 3. Comparativa del  $S_{11}$  del array de referencia.

## V. RESULTADOS

### A. Red de adaptación óptima

La adaptación MC (*Multiport Conjugate*) [6] permite obtener simultáneamente valores cuasi-óptimos de correlación y eficiencia [7]. La Fig. 4 muestra una posible implementación de una red de adaptación MC construida con líneas de transmisión [12]. Se compone de 7 líneas de transmisión y 4 *stubs* en circuito abierto. Las longitudes de las líneas y

las impedancias características están ajustadas para obtener correlación y eficiencia de adaptación óptimas en  $f_0$  con el array de referencia.

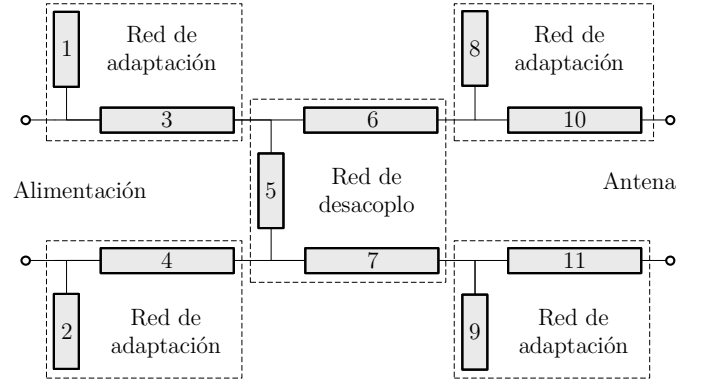


Figura 4. Red de adaptación MC con líneas de transmisión.

Elemento	Tipo	$Z_o$ ( $\Omega$ )	$l$ ( $\lambda_0$ )
1, 2	<i>Stubs</i> en circuito abierto	50	0,562
3, 4	Líneas de transmisión	50	0,162
5	Línea de transmisión	40,1	0,257
6, 7	Líneas de transmisión	50	0,180
8, 9	<i>Stubs</i> en circuito abierto	50	0,566
10, 11	Líneas de transmisión	50	0,323

Tabla I  
VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE LA RED DE ADAPTACIÓN MC.

La Fig. 5 muestra la correlación y la correlación del array de referencia con y sin red de adaptación MC entre  $0,8f_0$  y  $1,2f_0$ . Con la red MC, se obtiene una correlación de -66,1 dB y una eficiencia de adaptación de -0,19 dB en  $f_0$ . El ancho de banda de la eficiencia a -1,25 dB ( $\eta_T \approx 0,75$ ) es del 2 %. La correlación tiene un ancho de banda a -3 dB ( $|\rho_e| \approx 0,5$ ) del 5 %.

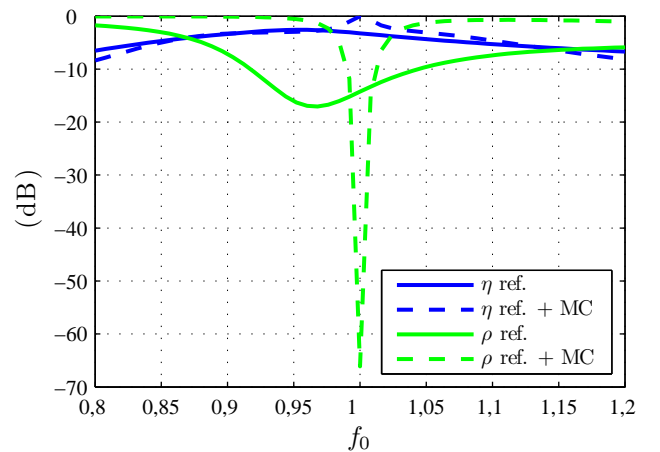


Figura 5. Correlación y eficiencia del array de referencia con y sin red de adaptación MC.

### B. Diseño de un array compacto con elementos parásitos

El diseño bajo estudio consiste en el array de referencia con elementos parásitos. Los 2 dipolos del array están orientados en la dirección  $\hat{x}$ , con puntos de alimentación en  $x = 0, y = -0,05\lambda_0$  y  $x = 0, y = 0,05\lambda_0$ . Se utilizan adicionalmente 3 dipolos parásitos de longitud  $0,44\lambda_0$  con un ancho de  $\lambda_0/200$  contenidos en el rectángulo con  $-0,3\lambda_0 \leq x \leq 0,3\lambda_0$  y  $-0,05\lambda_0 \leq y \leq 0,05\lambda_0$  y dispuestos también en la dirección  $\hat{x}$ .

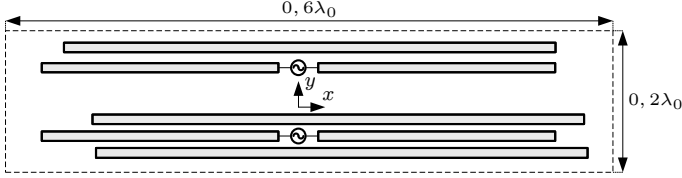


Figura 6. Visión esquemática del array de referencia con dipolos parásitos.

Para determinar la posición óptima de los dipolos parásitos, se ha utilizado un Algoritmo Genético con una población de 100 individuos, método de selección por torneo, probabilidad de cruce 0,5 y probabilidad de mutación 0,01 [14]. La función de adaptación  $g$  a minimizar en el algoritmo considera la correlación y la eficiencia de adaptación medias en una banda en torno a  $f_0$  y se obtiene como

$$g = \alpha_\rho \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \rho_e(f_i) + \alpha_\eta \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [1 - \eta_T(f_i)], \quad (13)$$

con  $\rho_e$  y  $\eta_T$  dados respectivamente por (3) y (9). Se evalúa el valor de  $1 - \eta_T$  y  $\rho_e$  en  $N$  frecuencias con  $0,95f_0 \leq f \leq 1,05f_0$ . Los valores promediados están ponderados por los pesos  $\alpha_\rho$  y  $\alpha_\eta$ .

La Fig. 7 muestra la eficiencia de adaptación y la correlación con el diseño optimizado comparadas con las prestaciones de la red MC. La respuesta en frecuencia es menos selectiva que la de la red MC. El ancho de banda de correlación a -3 dB es del 28 %, de  $0,86f_0$  a  $1,14f_0$ . En eficiencia de adaptación, se obtiene un ancho de banda del 8 %, de  $0,98f_0$  a  $1,06f_0$ .

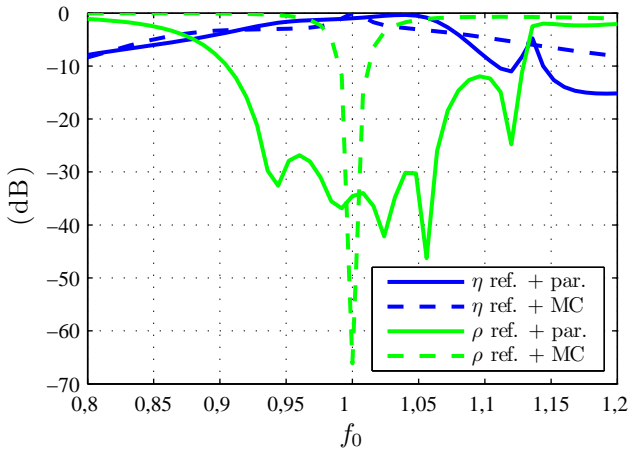


Figura 7. Correlación y eficiencia del diseño optimizado.

Dipolo parásito	$x(\lambda_0)$	$y(\lambda_0)$
1	0,035	0,099
2	0,075	0,077
3	0,038	-0,098

Tabla II

CENTROS DE LOS DIPOLOS PARÁSITOS DEL DISEÑO OPTIMIZADO.

## VI. CONCLUSIONES

Los arrays compactos presentan un fuerte acoplamiento entre sus elementos, que limita su empleo en sistemas MIMO. El uso de una red de adaptación permite corregir sus deficiencias aunque su ancho de banda es limitado. Se ha analizado una alternativa basada en un array plano compacto con elementos parásitos para un sistema MIMO  $2 \times 2$ . El diseño propuesto tiene un ancho de banda de correlación a -3 dB del 28 % y un ancho de banda de eficiencia de adaptación a -1,25 dB del 8 %. Como próximo paso, se van a construir varios prototipos y evaluar sus prestaciones en una canal MIMO.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación por medio del proyecto CROCANTE (referencia TEC2008-06736-C03-01) y el Ministerio de Educación a través del programa de Becas predoctorales FPU (referencia AP2008-00155).

## REFERENCIAS

- [1] C. Waldschmidt and W. Wiesbeck, "Compact wide-band multimode antennas for MIMO and diversity," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 1963-1970, Aug. 2004.
- [2] E. Rajo-Iglesias, O. Quevedo-Teruel and M. Sánchez-Fernández, "Compact multimode patch antennas for MIMO applications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 2, pp. 197-205, April 2008.
- [3] R. G. Vaughan and N. L. Scott, "Closely spaced monopoles for mobile communications," *Radio Sci.*, vol. 28, pp. 1259-1266, Nov.-Dec. 1993.
- [4] P. S. Kildal and K. Rosengren, "Electromagnetic analysis of effective and apparent diversity gain of two parallel dipoles," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 2, no. 1, pp. 9-13, 2003.
- [5] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Termination-dependent diversity performance of coupled antennas: Network theory analysis," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 98-105, Jan. 2004.
- [6] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Mutual coupling in MIMO wireless systems: A rigorous network theory analysis," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 3, pp. 1317-1325, Jul. 2004.
- [7] B. K. Lau, J. B. Andersen, G. Kristensson and A.F. Molisch, "Impact of matching network on bandwidth of compact antenna arrays," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 3225-3238, Nov. 2006.
- [8] S. Blanch, J. Romeu and I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description," *IEEE Electronic Letters*, vol. 39, no. 9, May 2003.
- [9] S. M. Rao, D. R. Wilton and A. W. Glisson, "Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-30, no. 3, pp. 409-418, May 1982.
- [10] T. F. Eibert and V. Hansen, "On the calculation of potential integrals for linear source distributions on triangular domains," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 43, pp. 1499-1502, Dec. 1995.
- [11] C. J. Leat, N. V. Shuley, and G. F. Stickley, "Triangular-patch model of bowtie antennas: Validation against Brown and Woodward," *IEE Proc. of Microwave, Antennas and Propagation*, vol. 145, no. 6, Dec. 1998.
- [12] S. Dossche, S. Blanch, and J. Romeu, "Optimum antenna matching to minimise signal correlation on a two-port antenna diversity system," *Electronic Letters*, vol. 40, no. 19, pp. 1164-1165, Sep. 2004.
- [13] C. A. Balanis, "Antenna theory: Analysis and design," *Wiley-Interscience*, third edition, 2005.
- [14] Yahya Rahmat-Samii, E. Michielssen, "Electromagnetic optimization by genetic algorithms", *John Wiley & Sons*, New York, 1999.